

PATENT
81716.0087
Express Mail Label No. EL 713 632 013 US

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of:

Hironori KII et al.

Serial No: Not assigned

Filed: January 30, 2002

For: PULSE MODULATOR FOR NONRADIATIVE
DIELECTRIC WAVEGUIDE, AND MILLIMETER
WAVE TRANSMITTER/RECEIVER USING THE
SAME

Art Unit: Not assigned

Examiner: Not assigned



TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Box PATENT APPLICATION
Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Dear Sir:

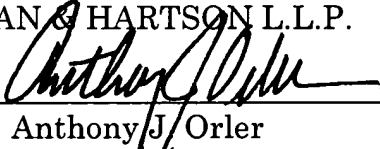
Enclosed herewith is a certified copy of Japanese patent application No. 2001-022711 which was filed January 31, 2001, from which priority is claimed under 35 U.S.C. § 119 and Rule 55.

Acknowledgment of the priority document(s) is respectfully requested to ensure that the subject information appears on the printed patent.

Respectfully submitted,

HOGAN & HARTSON L.L.P.

Date: January 30, 2002

By: 
Anthony J. Orlor
Registration No. 41,232
Attorney for Applicant(s)

500 South Grand Avenue, Suite 1900
Los Angeles, California 90071
Telephone: 213-337-6700
Facsimile: 213-337-6701

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

J1002 U.S. PRO
10/061881
01/30/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 1月31日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-022711

出 願 人

Applicant(s):

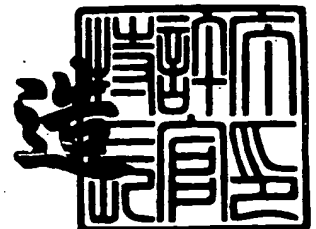
京セラ株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 6月18日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3057016

【書類名】 特許願

【整理番号】 23258

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H01P 3/16

【発明者】

【住所又は居所】 京都府相楽郡精華町光台3丁目5番地3号 京セラ株式会社中央研究所内

【氏名】 喜井 浩紀

【発明者】

【住所又は居所】 京都府相楽郡精華町光台3丁目5番地3号 京セラ株式会社中央研究所内

【氏名】 平松 信樹

【特許出願人】

【識別番号】 000006633

【住所又は居所】 京都府京都市伏見区竹田鳥羽殿町6番地

【氏名又は名称】 京セラ株式会社

【代表者】 西口 泰夫

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 005337

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 非放射性誘電体線路用のパルス変調器およびそれを用いたミリ波送受信器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 高周波信号の波長の 2 分の 1 以下の間隔で配置した平行平板導体間に、前記平行平板導体の内面に互いに対向させて設置された 2 枚のフェライト板と、前記 2 枚のフェライト板に対して略放射状に複数配置された、L S M モードの電磁波を伝送するとともに L S E モードの電磁波を遮断する誘電体線路から成るモードサプレッサと、該モードサプレッサの一方の端面に設置された、前記誘電体線路と異なる比誘電率を有するインピーダンス整合部材とから成るサーキュレータが設けられており、誘電体配線基板上のチョーク型バイアス供給線路の中途にショットキーバリアダイオードを接続したパルス変調用スイッチを、前記モードサプレッサの他方の端面に、前記ショットキーバリアダイオードのバイアス電圧印加方向が前記 L S M モードの電磁波の電界方向に合致するように設置した非放射性誘電体線路用のパルス変調器において、前記フェライト板の端から前記ショットキーバリアダイオードまでの距離が略 $n\lambda/2$ (n は 1 以上の整数、 λ は高周波信号の波長) であることを特徴とする非放射性誘電体線路用のパルス変調器。

【請求項 2】 前記モードサプレッサと前記パルス変調用スイッチとの間に、前記モードサプレッサと略同じ幅の中間誘電体線路を介装したことを特徴とする請求項 1 記載の非放射性誘電体線路用のパルス変調器。

【請求項 3】 送信用のミリ波信号の波長の 2 分の 1 以下の間隔で配置した平行平板導体間に、

高周波発生素子から出力されたミリ波信号を伝搬させる第 1 の誘電体線路と、
該第 1 の誘電体線路に付設され、前記高周波発生素子からミリ波信号を出力し前記第 1 の誘電体線路中を伝搬させるミリ波信号発振部と、

前記第 1 の誘電体線路に、一端側が電磁結合するように近接配置されるかまたは前記第 1 の誘電体線路に一端が接合されて、前記ミリ波信号の一部をミキサー側へ伝搬させる第 2 の誘電体線路と、

前記平行平板導体に平行に配設されたフェライト板の周縁部に所定間隔で配置されかつそれぞれ前記ミリ波信号の入出力端とされた第 1 の接続部、第 2 の接続部および第 3 の接続部を有し、一つの前記接続部から入力された前記ミリ波信号をフェライト板の面内で時計回りまたは反時計回りに隣接する他の接続部より出力させるサーキュレータであって、前記第 1 の誘電体線路の前記ミリ波信号の出力端に前記第 1 の接続部が接続されるサーキュレータと、

該サーキュレータの前記第 2 の接続部に接続され、前記ミリ波信号を伝搬させるとともに先端部に送受信アンテナを有する第 3 の誘電体線路と、

前記送受信アンテナで受信され前記第 3 の誘電体線路を伝搬して前記サーキュレータの前記第 3 の接続部より出力した受信波をミキサー側へ伝搬させる第 4 の誘電体線路と、

前記第 2 の誘電体線路の中途と前記第 4 の誘電体線路の中途を近接させて電磁結合させるかまたは接合させることにより、ミリ波信号の一部と受信波とを混合させて中間周波信号を発生させるミキサー部と、
を設けたミリ波送受信器において、

前記第 1 の誘電体線路の前記第 2 の誘電体線路との信号分岐部と、前記サーキュレータとの間に、請求項 1 または請求項 2 記載のパルス変調器を設けたことを特徴とするミリ波送受信器。

【請求項 4】 送信用のミリ波信号の波長の 2 分の 1 以下の間隔で配置した平行平板導体間に、

高周波発生素子から出力されたミリ波信号を伝搬させる第 1 の誘電体線路と、

該第 1 の誘電体線路に付設され、前記高周波発生素子から送信用のミリ波信号を出力し前記第 1 の誘電体線路中を伝搬させるミリ波信号発振部と、

前記第 1 の誘電体線路に、一端側が電磁結合するように近接配置されるかまたは前記第 1 の誘電体線路に一端が接合されて、前記ミリ波信号の一部をミキサー側へ伝搬させる第 2 の誘電体線路と、

前記平行平板導体に平行に配設されたフェライト板の周縁部に所定間隔で配置されかつそれぞれ前記ミリ波信号の入出力端とされた第 1 の接続部、第 2 の接続部および第 3 の接続部を有し、一つの前記接続部から入力された前記ミリ波信号

をフェライト板の面内で時計回りまたは反時計回りに隣接する他の接続部より出力させるサーキュレータであって、前記第 1 の誘電体線路の前記ミリ波信号の出力端に前記第 1 の接続部が接続されるサーキュレータと、

該サーキュレータの前記第 2 の接続部に接続され、前記ミリ波信号を伝搬せるとともに先端部に送信アンテナを有する第 3 の誘電体線路と、

先端部に受信アンテナ、他端部にミキサーが各々設けられた第 4 の誘電体線路と、

前記第 2 の誘電体線路の中途と前記第 4 の誘電体線路の中途を近接させて電磁結合させるかまたは接合させることにより、ミリ波信号の一部と受信波とを混合させて中間周波信号を発生させるミキサー部と、

を設けたミリ波送受信器において、

前記第 1 の誘電体線路の前記第 2 の誘電体線路との信号分岐部と、前記サーキュレータとの間に、請求項 1 または請求項 2 記載のパルス変調器を設けたことを特徴とするミリ波送受信器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、非放射型誘電体線路型のミリ波集積回路、ミリ波レーダーモジュール等に組み込まれて、ミリ波信号を A S K (Amplituted Shift Keying) 変調等させるパルス変調器、およびそれを用いた非放射型誘電体線路構造のミリ波送受信器に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、マイクロ波やミリ波の高周波信号を伝送させる非放射型誘電体線路 (Nonradiative Dielectric Waveguideで、以下、NRDガイドという) の基本構成を図 3 に示す。同図に示すように、所定の間隔 a でもって平行配置された平行平板導体 11, 12 間に、断面が長方形等の矩形状の誘電体線路 13 を配置した構成であり、この間隔 a が高周波信号の波長 λ に対して $a \leq \lambda / 2$ であれば、外部から誘電体線路 13 へのノイズの侵入をなくしかつ外部への高周波信号の放射

をなくして、誘電体線路 13 中で高周波信号を伝搬させることができる。なお、高周波信号の波長 λ は使用周波数における空气中（自由空間）での波長である。

【0003】

このようなNRDガイドに組み込まれるパルス変調器の斜視図を図4（a）、上方から見たときの平面図を図4（b）に示す {IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL.46, NO. 6, JUNE 1998, pp806-810, "High-Speed ASK Transceiver Based on the NRD-Guide Technology at 60-GHz Band" (Futoshi Kuroki) 参照}。

【0004】

同図において、20a, 20b, 20cはテフロン、ポリスチレン等の誘電体線路から成る、LSE (Longitudinal Section Electric) モードの電磁波を遮断するモードサプレッサ、21は周囲にモードサプレッサ20a, 20b, 20cが120°の間隔で放射状に配置されるサーキュレータ用の2枚のフェライト円板、22はモードサプレッサ20の内部に配置され、Cu箔等からなるストリップ線路導体であり、電界が平行平板導体の主面に垂直方向（図4（a）では縦方向）であるLSEモードの電磁波を遮断する。また、ストリップ線路導体22は、TEM (Transverse ElectroMagnetic) モードを除去するために $\lambda/4$ チョークパターンが施されている。

【0005】

また、モードサプレッサ20bのフェライト円板と反対側の他端には、所定の空隙を設けて、テフロン、ポリスチレン等の誘電体線路23aが配置され、さらにアルミナ等の誘電体線路とは誘電率の異なる誘電体シート24が配置されている。

【0006】

そして、誘電体シート24の後方には、Cu箔等からなるストリップ線路導体25がプリントされ、チョーク型バイアス供給線路構造のストリップ線路導体25の中途にショットキーバリアダイオード26が実装された誘電体配線基板27

が配置される。また、誘電体配線基板 2 7 の後方には、テフロン、ポリスチレン等の誘電体線路 2 3 b が配置されている。

【 0 0 0 7 】

そして、モードサプレッサ 2 0 a 中を伝搬してきた電磁波は、フェライト円板 2 1 によって波面が反時計方向に回転されモードサプレッサ 2 0 b へ伝搬され、モードサプレッサ 2 0 c へは伝搬しない。そして、モードサプレッサ 2 0 b を伝搬した電磁波は、その先の誘電体配線基板 2 7 上のショットキーバリアダイオード 2 6 において、ショットキーバリアダイオード 2 6 に順方向にバイアス電圧をかけたときは吸収され、無バイアスまたは逆方向にバイアス電圧をかけたときは反射する。

【 0 0 0 8 】

ショットキーバリアダイオード 2 6 で反射された電磁波は、再びモードサプレッサ 2 0 b 中を伝搬し、フェライト円板 2 1 によって波面が反時計方向に回転されモードサプレッサ 2 0 c へ伝搬される。このようにして、ショットキーバリアダイオード 2 6 にバイアス電圧をかけることにより、電磁波に A S K 変調を施すことができる。

【 0 0 0 9 】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来の N R D ガイド用のパルス変調器では、所望の周波数で動作させるために、モードサプレッサ 2 0 b と誘電体線路 2 3 a との空隙、誘電体線路 2 3 a , 2 3 b の長さ、誘電体シート 2 4 の厚みでインピーダンスの整合をとっており、それらの位置ずれや加工精度が低いと動作周波数がずれ、所望の周波数での A S K 変調の特性が劣化していた。即ち、それらの加工精度および位置決め精度の管理が難しく、また組立ての再現性が低く製造の作業性が悪くなるため、信頼性の高いものとならず、量産にも向かないという問題点があった。

【 0 0 1 0 】

さらに、従来の N R D ガイド用のパルス変調器では、図 4 (b) のように、ショットキーバリアダイオード 2 6 が実装された誘電体配線基板 2 7 を誘電体シート 2 4 と誘電体線路 2 3 b で挟む構成になっており、このため組立作業時にショ

ットキーバリアダイオード 2 6 に誘電体線路 2 3 b が接触し、ショットキーバリアダイオード 2 6 を破損するという問題点があった。

【 0 0 1 1 】

このようなパルス変調器を備えたミリ波送受信器では、A S K 変調が不十分なため、ミリ波信号のアイソレーション特性が悪くなり、ミリ波レーダ等に適用した際に正確な探知が困難になるという問題点があった。

【 0 0 1 2 】

従って、本発明は上記事情に鑑みて完成されたものであり、その目的は、パルス変調器の組立再現性が向上し、また所望の周波数で動作させるためのインピーダンス整合が容易になるように改善し、パルス変調器の特性を再現性良く安定して得られるとともに、製造が容易化されて量産性に優れたものとするところにある。

【 0 0 1 3 】

【課題を解決するための手段】

本発明の非放射型誘電体線路用のパルス変調器は、高周波信号の波長の 2 分の 1 以下の間隔で配置した平行平板導体間に、前記平行平板導体の内面に互いに対向させて設置された 2 枚のフェライト板と、前記 2 枚のフェライト板に対して略放射状に複数配置された、L S M モードの電磁波を伝送するとともに L S E モードの電磁波を遮断する誘電体線路から成るモードサプレッサと、該モードサプレッサの一方の端面に設置された、前記誘電体線路と異なる比誘電率を有するインピーダンス整合部材とから成るサーキュレータが設けられており、誘電体配線基板上のチョーク型バイアス供給線路の中途にショットキーバリアダイオードを接続したパルス変調用スイッチを、前記モードサプレッサの他方の端面に、前記ショットキーバリアダイオードのバイアス電圧印加方向が前記 L S M モードの電磁波の電界方向に合致するように設置した非放射型誘電体線路用のパルス変調器において、前記フェライト板の端から前記ショットキーバリアダイオードまでの距離が略 $n \lambda / 2$ (n は 1 以上の整数、 λ は高周波信号の波長) であることを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

本発明は、上記の構成により、所望の周波数で動作させるためのインピーダンスの整合を、フェライト板からショットキーバリアダイオードまでの距離を制御して行なっているため、従来のような空隙や誘電体シートが不要となり、部品点数が削減され、組立再現性が向上する。また、所望の周波数で動作させるためのインピーダンスの整合が容易になり、パルス変調器の特性を再現性良く安定して得られる。従って、信頼性の高いパルス変調器を生産性良く製造できる。

【 0 0 1 5 】

また、従来のようにモードサプレッサとショットキーバリアダイオードの間に空隙がないため位置決めが大幅に容易になり、再現性よく安定して製造ができるため、量産性が大幅に向上する。

【 0 0 1 6 】

本発明において、好ましくは、前記モードサプレッサと前記パルス変調用スイッチとの間に、前記モードサプレッサと略同じ幅の中間誘電体線路を介装したことを特徴とする。

【 0 0 1 7 】

本発明は、上記の構成により、フェライト板からショットキーバリアダイオードまでの距離を制御する自由度が増し、様々な所望の周波数での動作に対応することが容易にできるという作用効果を有する。

【 0 0 1 8 】

また、本発明のミリ波送受信器は、
送信用のミリ波信号の波長の2分の1以下の間隔で配置した平行平板導体間に
高周波発生素子から出力されたミリ波信号を伝搬させる第1の誘電体線路と、
該第1の誘電体線路に付設され、前記高周波発生素子からミリ波信号を出力し
前記第1の誘電体線路中を伝搬させるミリ波信号発振部と、
前記第1の誘電体線路に、一端側が電磁結合するように近接配置されるかまたは
前記第1の誘電体線路に一端が接合されて、前記ミリ波信号の一部をミキサー
側へ伝搬させる第2の誘電体線路と、
前記平行平板導体に平行に配設されたフェライト板の周縁部に所定間隔で配置

されかつそれぞれ前記ミリ波信号の入出力端とされた第 1 の接続部、第 2 の接続部および第 3 の接続部を有し、一つの前記接続部から入力された前記ミリ波信号をフェライト板の面内で時計回りまたは反時計回りに隣接する他の接続部より出力させるサーキュレータであって、前記第 1 の誘電体線路の前記ミリ波信号の出力端に前記第 1 の接続部が接続されるサーキュレータと、

該サーキュレータの前記第 2 の接続部に接続され、前記ミリ波信号を伝搬させるとともに先端部に送受信アンテナを有する第 3 の誘電体線路と、

前記送受信アンテナで受信され前記第 3 の誘電体線路を伝搬して前記サーキュレータの前記第 3 の接続部より出力した受信波をミキサー側へ伝搬させる第 4 の誘電体線路と、

前記第 2 の誘電体線路の中途と前記第 4 の誘電体線路の中途を近接させて電磁結合させるかまたは接合させることにより、ミリ波信号の一部と受信波とを混合させて中間周波信号を発生させるミキサー部と、

を設けたミリ波送受信器において、

前記第 1 の誘電体線路の前記第 2 の誘電体線路との信号分岐部と、前記サーキュレータとの間に、本発明のパルス変調器を設けたことを特徴とする。

【 0 0 1 9 】

本発明のミリ波送受信器は、上記構成により、ミリ波信号の A S K 変調等のパルス変調によるアイソレーション特性が改善され、その結果ミリ波レーダー等に適用した場合にその探知距離を増大し得るものとなる。

【 0 0 2 0 】

また、本発明のミリ波送受信器は、

送信用のミリ波信号の波長の 2 分の 1 以下の間隔で配置した平行平板導体間に

高周波発生素子から出力されたミリ波信号を伝搬させる第 1 の誘電体線路と、

該第 1 の誘電体線路に付設され、前記高周波発生素子から送信用のミリ波信号を出力し前記第 1 の誘電体線路中を伝搬させるミリ波信号発振部と、

前記第 1 の誘電体線路に、一端側が電磁結合するように近接配置されるかまたは前記第 1 の誘電体線路に一端が接合されて、前記ミリ波信号の一部をミキサー

側へ伝搬させる第2の誘電体線路と、

前記平行平板導体に平行に配設されたフェライト板の周縁部に所定間隔で配置されかつそれぞれ前記ミリ波信号の入出力端とされた第1の接続部、第2の接続部および第3の接続部を有し、一つの前記接続部から入力された前記ミリ波信号をフェライト板の面内で時計回りまたは反時計回りに隣接する他の接続部より出力させるサーキュレータであって、前記第1の誘電体線路の前記ミリ波信号の出力端に前記第1の接続部が接続されるサーキュレータと、

該サーキュレータの前記第2の接続部に接続され、前記ミリ波信号を伝搬させるとともに先端部に送信アンテナを有する第3の誘電体線路と、

先端部に受信アンテナ、他端部にミキサーが各々設けられた第4の誘電体線路と、

前記第2の誘電体線路の中途と前記第4の誘電体線路の中途を近接させて電磁結合させるかまたは接合させることにより、ミリ波信号の一部と受信波とを混合させて中間周波信号を発生させるミキサー部と、
を設けたミリ波送受信器において、

前記第1の誘電体線路の前記第2の誘電体線路との信号分岐部と、前記サーキュレータとの間に、本発明のパルス変調器を設けたことを特徴とする。

【0021】

本発明のミリ波送受信器は、このような構成により、ミリ波信号のASK変調等のパルス変調によるアイソレーション特性が改善され、また送信用のミリ波信号がサーキュレータを介してミキサーへ混入することがなく、従ってミリ波レーダーモジュールに適用した場合受信信号のノイズが低減し探知距離が増大し、ミリ波信号の伝送特性に優れ、ミリ波レーダーの探知距離をさらに増大し得るものとなる。

【0022】

【発明の実施の形態】

本発明のNRDガイド用のパルス変調器、およびそれを用いたミリ波送受信器としてのミリ波レーダーモジュールについて以下に説明する。図1(a)は本発明のパルス変調器の斜視図、図1(b)は本発明のパルス変調器を上方から見た

平面図である。なお、両図とも平行平板導体は省略している。

【0023】

同図において、1a, 1b, 1cは、テフロン、ポリスチレン、コーディエライト ($2\text{MgO} \cdot 2\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 5\text{SiO}_2$) セラミックス、ガラスセラミックス等から成る、LSMモードの電磁波を伝送しLSEモードの電磁波を遮断する誘電体線路から成るモードサプレッサ、2は、モードサプレッサ1a, 1b, 1cの先端が接続され、周囲にモードサプレッサ1a, 1b, 1cが 120° の間隔で放射状に配置されるサーキュレータ用の2枚のフェライト円板、3は、モードサプレッサ1a, 1b, 1cの内部に配置され、Cu箔等からなるストリップ線路導体であり、電界が平行平板導体の主面に垂直方向（図1（a）では縦方向）であるLSEモードの電磁波を遮断する。また、ストリップ線路導体3は、TEMモードを除去するために $\lambda/4$ チョークパターンが施されている。そして、4はモードサプレッサ1a, 1b, 1cのフェライト円板2側の一方の端面に設置されたインピーダンス整合部材である。

【0024】

さらに、誘電体配線基板5上のチョーク型バイアス供給線路6の中途に、半田実装または熱圧着実装された、ビームリードタイプまたはフリップチップタイプのショットキーバリアダイオード7を接続したパルス変調用スイッチSpを、モードサプレッサ1bの他方の端面に、ショットキーバリアダイオード7のバイアス電圧印加方向がLSMモードの電磁波の電界方向に合致するように設置している。

【0025】

また、図2は、パルス変調用スイッチSpの誘電体配線基板5の平面図であり、チョーク型バイアス供給線路6は $\lambda/4$ の幅広部と幅狭部とが交互に形成されたチョークパターンが施されている。

【0026】

そして、フェライト円板2の端からショットキーバリアダイオード7までの距離dは略 $n\lambda/2$ （nは1以上の整数、 λ は高周波信号の波長）であり、これにより、インピーダンス整合が容易にとれ、ASK変調の動作が所望の周波数で行

うことが可能となる。

【0027】

このパルス変調器では、モードサプレッサ1 a 中を伝搬してきた電磁波は、フェライト円板2によって波面が反時計方向に回転されモードサプレッサ1 b へ伝搬され、モードサプレッサ1 c へは伝搬しない。そして、モードサプレッサ1 b を伝搬した電磁波は、その先の誘電体配線基板5上のチョーク型バイアス供給線路6に実装されたショットキーバリアダイオード7にて、ショットキーバリアダイオード7に順方向にバイアス電圧をかけたときは吸収され反射がないため、モードサプレッサ1 c での出力は得られない。このとき、フェライト円板2の端とショットキーバリアダイオード7との距離dを略 $n\lambda/2$ （nは1以上の整数）とすることにより、波長 λ の周波数においてショットキーバリアダイオード7の所で電界が最大になり、最も効率良く電磁波が吸収される。その結果、所望の周波数でインピーダンス整合がとれ、良好なASK変調が可能となる。

【0028】

これに対し、ショットキーバリアダイオード7に無バイアスまたは逆方向にバイアス電圧をかけたときは、電磁波は反射する。反射された電磁波は、再びモードサプレッサ1 b 中を伝搬し、フェライト円板2によって波面が反時計方向に回転されモードサプレッサ1 c へ伝搬され出力が得られる。

【0029】

このようにして、ショットキーバリアダイオード7に印加するバイアス電圧を制御することにより、電磁波にASK変調を施すことができる。

【0030】

本発明において、2枚の同一形状のフェライト円板2は平行平板導体の内面に同心状に対向させて設置される。即ち、平行平板導体の内面にそれらの主面が接している。また、場合によっては平行平板導体の内面から所定の間隔をあけて設置してもよい。なお、図1（a）のものは、2枚のフェライト円板2の主面とモードサプレッサ1の主面とは面一とされ、それらは平行平板導体の内面に接した状態であり、高周波信号の伝送損失を小さくするうえでこのような構成が好ましい。

【 0 0 3 1 】

このフェライト円板 2 の厚さについては、自動車用のミリ波レーダーで使用される 7 7 G H z 帯域において、比誘電率 1 3 のフェライトを使用した場合、フェライト円板 2 の厚さは 0 . 1 5 ~ 0 . 3 0 m m が良く、0 . 1 5 m m 未満では、フェライト円板 2 の強度が低下して取り扱いが困難になる。0 . 3 0 m m を超えると、通過帯域のずれを防ぐためにその直径を小さくしなければならず、直径が小さくなるとサーキュレータのアイソレーションが劣化し、モードサプレッサ 1 a からモードサプレッサ 1 c へ電磁波が洩れて結果的に A S K 変調の特性が悪くなる。

【 0 0 3 2 】

また、フェライト円板 2 の直径は 1 ~ 3 m m がよく、1 m m 未満ではサーキュレータのアイソレーションが劣化し、3 m m を超えると通過帯域がずれないようにその厚さを薄くする必要があるが、厚さが 0 . 1 5 m m 未満になり取り扱いが困難になる。

【 0 0 3 3 】

上記フェライト円板 2 の代わりに正多角形のフェライト板を用いてもよく、その場合接続される誘電体線路（モードサプレッサ）の本数を m 本（ m は 2 以上の整数）とすると、その平面形状は正 k 角形（ k は 3 以上の整数）である。なお、フェライト円板 2 の主面に対して、平行平板導体の外側から 3 5 5 5 0 0 A / m 程度の直流磁界を印加する磁石、電磁石等を設けることにより、フェライト円板 2 はサーキュレータとして機能する。

【 0 0 3 4 】

また本発明において、モードサプレッサ 1 a ~ 1 c はフェライト円板 2 に対して略放射状に接続される。モードサプレッサ 1 a ~ 1 c は、それらの伝送路方向のなす角が 1 2 0 ° の等間隔で 3 本配置されているが、1 2 0 ° の等間隔で 2 本配置してもよく、その場合高周波信号は 1 方向でのみ伝送路が変換される。図 1 (a) のものでは、モードサプレッサ 1 a からモードサプレッサ 1 b、モードサプレッサ 1 b からモードサプレッサ 1 c、モードサプレッサ 1 c からモードサプレッサ 1 a への 3 方向の変換が可能である。その他、9 0 ° 間隔で 4 本、6 0 °

間隔で6本等設けることもできる。

【0035】

本発明のインピーダンス整合部材4は、モードサプレッサ1a～1cと異なる比誘電率を有するものであり、モードサプレッサ1a～1cの比誘電率を ϵ_{r1} 、インピーダンス整合部材4の比誘電率を ϵ_{r2} とすると、 $-10 \leq \epsilon_{r2} - \epsilon_{r1} \leq 20$ ($\epsilon_{r2} \neq \epsilon_{r1}$) とするのが好ましい。 $\epsilon_{r2} - \epsilon_{r1} < -10$ では、インピーダンス整合部材4の伝送線路幅が小さくなり、その取り扱いが困難となるためその設置の位置精度が低下して、製品毎の透過損失がばらつき易くなる。 $20 < \epsilon_{r2} - \epsilon_{r1}$ では、インピーダンス整合のためにインピーダンス整合部材4の伝送方向の長さを短くする必要が生じ、その取り扱いが困難となるとともにその形状精度が低下して、製品毎の透過損失がばらつき易くなる。 $\epsilon_{r2} = \epsilon_{r1}$ では、高周波信号の反射が大きく、インピーダンスの整合を取るのが困難となる。

【0036】

また、インピーダンス整合部材4の伝送路方向の厚さは0.05～0.5mmが好ましく、0.05mm未満では、その取り扱いが困難となるとともにその形状精度が低下して、製品毎の透過損失がばらつき易くなる。0.5mmを超えると、サーキュレータのアイソレーション特性が劣化する。

【0037】

このインピーダンス整合部材4の材質は、比誘電率が9.7程度と比較的高いアルミナセラミックス、比誘電率7のフォルステライト ($2\text{MgO} \cdot \text{SiO}_2$) セラミックス、比誘電率8程度のスピネル ($\text{MgO} \cdot \text{Al}_2\text{O}_3$) セラミックス、その他ムライト ($3\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 2\text{SiO}_2$) セラミックス、窒化珪素 (Si_3N_4) セラミックス等が良く、これらは誘電損失が小さく強度に優れる。

【0038】

本発明でいう高周波帯域は、数10～数100GHz帯域のマイクロ波帯域およびミリ波帯域に相当し、例えば30GHz以上、特に50GHz以上、更には70GHz以上の高周波帯域が好適である。

【0039】

本発明のNRDガイド用の平行平板導体は、高い電気伝導度および加工性等の点で、Cu, Al, Fe, Ag, Au, Pt, SUS（ステンレススチール），真鍮（Cu-Zn合金）等の導体板、あるいはセラミックス，樹脂等から成る絶縁板の表面にこれらの導体層を形成したものでよい。

【0040】

かくして、本発明のNRDガイド用のパルス変調器は、フェライト円板2の端とショットキーバリアダイオード7との距離dを略 $n\lambda/2$ （nは1以上の整数）することにより、容易に整合がとれ所望の周波数でASK変調を行うことが可能となる。

【0041】

次に、本発明のミリ波送受信器としてのミリ波レーダーモジュールについて以下に説明する。図6～図8は本発明のミリ波レーダーモジュールについて示すものであり、図6は送信アンテナと受信アンテナが一体化されたものの平面図、図7は送信アンテナと受信アンテナが独立したものの平面図、図8はミリ波信号発振部の斜視図である。

【0042】

図6において、51は本発明の一方の平行平板導体（他方は省略する）、52は第1の誘電体線路53の一端に設けられたミリ波信号発振部であり、送信用のミリ波信号を出力する。

【0043】

53は、高周波発生素子としてのガンダイオード等の高周波ダイオードから出力された高周波信号が変調されたミリ波信号を伝搬させる第1の誘電体線路、54aは第1の誘電体線路53に続く第1のモードサプレッサ、55aは、第1，第2，第3のモードサプレッサ54a～54cとフェライト円板とから成る第1のサーキュレータ、56は、第1のサーキュレータ55aの第2のモードサプレッサ54bに接続されたショットキーバリアダイオード（図示せず）が実装された誘電体配線基板（パルス変調用スイッチ）であり、本発明のパルス変調器を構成している。モードサプレッサ54cの他端には、第3，第4，第5のモードサプレッサ54c～54eとフェライト円板とから成る第2のサーキュレータ55

bがあり、第4のモードサプレッサ54dの他端には、先端がテーパ状等の送受信アンテナ56が設けられている。

【0044】

また57は、送受信アンテナ56で受信され第4のモードサプレッサ54dを伝搬して第2のサーキュレータ55bの第5のモードサプレッサ54eより出力した受信波をミキサー59側へ伝搬させる第3の誘電体線路、58は、第1の誘電体線路53に一端側が電磁結合するように近接配置されるかまたは第1の誘電体線路53に一端が接合されて、ミリ波信号の一部をミキサー59側へ伝搬させる第2の誘電体線路、58aは、第2の誘電体線路58のミキサー59と反対側の一端部に設けられた無反射終端部（ターミネータ）である。また、図中M1は、第2の誘電体線路58の中途と第3の誘電体線路57の中途を近接させて電磁結合させるかまたは接合させることにより、ミリ波信号の一部と受信波を混合させて中間周波信号を発生させるミキサー部である。

【0045】

そして、これらの各種部品は、ミリ波信号の波長の2分の1以下の間隔で配置した平行平板導体間に設けられている。

【0046】

また、本発明のミリ波レーダーモジュールの他の実施形態として、送信アンテナと受信アンテナを独立させた図7のタイプがある。同図において、61は本発明の一方の平行平板導体（他方は省略する）、62は第1の誘電体線路63の一端に設けられたミリ波信号発振部であり、送信用のミリ波信号として出力する。

【0047】

63は、高周波ダイオードから出力された高周波信号が周波数変調されたミリ波信号を伝搬させる第1の誘電体線路、64aは、第1の誘電体線路63に続く第1のモードサプレッサ、65は、第1、第2、第3のモードサプレッサ64a～64cとフェライト円板とから成るサーキュレータ、66は、サーキュレータ65の第2のモードサプレッサ64bに接続されたショットキーバリアダイオード（図示せず）が実装された誘電体配線基板（パルス変調用スイッチ）であり、本発明のパルス変調器を構成している。67は、サーキュレータ65の第3のモ

ードサプレッサ 6 4 c に接続され、先端がテーパー状等の送信アンテナ 6 7 である。

【 0 0 4 8 】

また 6 8 は、第 1 の誘電体線路 6 3 に一端側が電磁結合するように近接配置されるかまたは第 1 の誘電体線路 6 3 に一端が接合されて、ミリ波信号の一部をミキサー 7 1 側へ伝搬させる第 2 の誘電体線路、6 8 a は、第 2 の誘電体線路 6 8 のミキサー 7 1 と反対側の一端部に設けられた無反射終端部、6 9 は、受信アンテナ 7 0 で受信された受信波をミキサー 7 1 側へ伝搬させる第 3 の誘電体線路である。また、図中 M 2 は、第 2 の誘電体線路 6 8 の中途と第 3 の誘電体線路 6 9 の中途を近接させて電磁結合させるかまたは接合させることにより、ミリ波信号の一部と受信波とを混合させて中間周波信号を発生させるミキサー部である。

【 0 0 4 9 】

そして、これらの各種部品は、ミリ波信号の波長の 2 分の 1 以下の間隔で配置した平行平板導体間に設けられる。

【 0 0 5 0 】

また、これらのミリ波レーダーモジュールにおいて、平行平板導体間の間隔は、ミリ波信号の空気中での波長であって、使用周波数での波長の 2 分の 1 以下となる。

【 0 0 5 1 】

図 6、図 7 のミリ波レーダーモジュール用のミリ波信号発振部 5 2、6 2 を図 8 に示す。これらの図において、8 2 は、ガンダイオード 8 3 を設置（マウント）するための金属ブロック等の金属部材、8 3 は、ミリ波を発振する高周波ダイオードの 1 種であるガンダイオード、8 4 は、金属部材 8 2 の一側面に設置され、ガンダイオード 8 3 にバイアス電圧を供給するとともに高周波信号の漏れを防ぐローパスフィルタとして機能するチョーク型バイアス供給線路 8 4 a を形成した配線基板えだる。8 5 は、チョーク型バイアス供給線路 8 4 a とガンダイオード 8 3 の上部導体とを接続する金属箔リボン等の帯状導体、8 6 は、誘電体の基体に共振用の金属ストリップ線路 8 6 a を設けた金属ストリップ共振器、8 7 は、金属ストリップ共振器 8 6 により共振した高周波信号をミリ波信号発振部外へ

導く誘電体線路である。

【 0 0 5 2 】

また、図 6，図 7 のミリ波レーダーモジュールはパルス方式であり、その動作原理は以下のようなものである。ミリ波信号発振部より出力されたミリ波信号は、本発明のパルス変調器において、変調信号入力用の MOD IN 端子に、パルス形状の電圧を入力することにより、パルス変調がかけられる。そして、送受信アンテナ 5 6，送信アンテナ 6 6 より出力信号（送信波）を放射した場合、送受信アンテナ 5 6，送信アンテナ 6 6 の前方にターゲットが存在すると、電波の伝搬速度の往復分の時間差をとまって、反射波（受信波）が戻り、ミキサー 5 9，7 1 の出力側の I F O U T 端子にて出力される。

【 0 0 5 3 】

この I F O U T 端子の出力の送信パルスからの遅延時間 t より、 $R = c t / 2$ （ c ：光速）という関係式から距離を求めることができる。

【 0 0 5 4 】

本発明のミリ波信号発振部において、チョーク型バイアス供給線路 8 4 a および帯状導体 8 5 の材料は、Cu，Al，Au，Ag，W，Ti，Ni，Cr，Pd，Pt 等から成り、特に Cu，Ag が、電気伝導度が良好であり、損失が小さく、発振出力が大きくなるといった点で好ましい。

【 0 0 5 5 】

また、帯状導体 8 5 は金属部材 8 2 の表面から所定間隔をあけて金属部材 8 2 と電磁結合しており、チョーク型バイアス供給線路 8 4 a とガンダイオード素子 8 3 間に架け渡されている。即ち、帯状導体 8 5 の一端はチョーク型バイアス供給線路 8 4 a の一端に半田付け等により接続され、帯状導体 8 5 の他端はガンダイオード素子 8 3 の上部導体に半田付け等により接続されており、帯状導体 8 5 の接続部を除く中途部分は宙に浮いた状態となっている。

【 0 0 5 6 】

そして、金属部材 8 2 は、ガンダイオード素子 8 3 の電氣的な接地（アース）を兼ねているため金属導体であれば良く、その材料は金属（合金を含む）導体であれば特に限定するものではなく、真鍮（黄銅：Cu-Zn 合金），Al，Cu

、SUS（ステンレススチール）、Ag、Au、Pt等から成る。また金属部材82は、全体が金属から成る金属ブロック、セラミックスやプラスチック等の絶縁基体の表面全体または部分的に金属メッキしたもの、絶縁基体の表面全体または部分的に導電性樹脂材料等をコートしたものであっても良い。

【0057】

かくして、本発明のミリ波送受信器としてのミリ波レーダーモジュールは、ミリ波信号のパルス変調によるアイソレーション特性が改善され、従ってミリ波レーダーモジュールに適用した場合受信信号のノイズが低減し探知距離が増大し、ミリ波信号の伝送特性に優れ、ミリ波レーダーの探知距離をさらに増大し得るものとなる（図6のもの）。また、ミリ波信号のパルス変調によるアイソレーション特性が改善され、また送信用のミリ波信号がサーキュレータを介してミキサーへ混入することがなく、その結果受信信号のノイズが低減し探知距離が増大するものであって、ミリ波レーダーの探知距離をさらに増大し得るものとなる（図7のもの）。

【0058】

なお、本発明は上記実施の形態に限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において種々の変更を行うことは何等差し支えない。

【0059】

【実施例】

本発明のNRDガイド用のパルス変調器の実施例を以下に説明する。

【0060】

（実施例）

図1のパルス変調器を以下のようにして構成した。平行平板導体として厚さ6mmの2枚のAl板を1.8mmの間隔で配置し、それらの間に断面形状が1.8mm（高さ）×0.8mm（幅）の矩形状であり、比誘電率4.8のガラスセラミックスから成る3本のモードサプレッサ1a～1cを、120°の等間隔で放射状になるように2枚のフェライト円板2に接続して配置した。なお、モードサプレッサ1a～1cは、その内部に、 $\lambda/4$ チョークパターンが施され、Cu箔から成るストリップ線路導体3をが配置されている。

【 0 0 6 1 】

このとき、モードサプレッサ 1 a ~ 1 c の上下面が 2 枚のフェライト円板 2 の主面に面一となるようにした。即ち、2 枚のフェライト円板 2 を平行平板導体の内面に互いに対向させて設置し、インピーダンス整合部材 4 の上下にフェライト円板 2 の間隔（厚さ）に略等しい間隔でそれぞれ段差ができるよう構成している。

【 0 0 6 2 】

このフェライト円板 2 の寸法は直径 2. 0 mm、厚さ 0. 2 1 mm であり、フェライト円板 2 の上下に 3 5 5 5 0 0 A / m の直流磁界を印加するための磁石を配置した。即ち、平行平板導体の外面のフェライト円板 2 に対応する部分に、フェライト円板 2 と同心的に直径 1 2. 5 mm、深さ 5 mm の円形の凹部を形成し、その凹部に厚さ 4. 5 mm で直径 1 2. 5 mm の円形の磁石を設置した。またインピーダンス整合部材 5 は比誘電率 9. 7 のアルミナセラミックスから成り、その伝送方向に垂直な面での断面形状は、高さ 1. 3 8 mm × 幅 0. 8 mm の矩形状で、伝送方向の長さ（厚さ）は 0. 1 mm であった。従って、段差は 0. 2 1 mm とした。

【 0 0 6 3 】

モードサプレッサ 1 b は、長さが 5. 5 mm であり、その他端には、厚さ 0. 2 mm のガラスエポキシ樹脂からなる誘電体配線基板 5 が配置されている。さらに、誘電体配線基板 5 の裏面（モードサプレッサ 1 b と反対側の面）にはチョーク型バイアス供給線路 6 がプリントされている。チョーク型バイアス供給線路 6 の幅の広い線路と幅の狭い線路について、幅の広い線路の長さは $\lambda / 4 = 0. 7 0 \text{ mm}$ （誘電体基板上では短波長化する）、幅の狭い線路の長さは $\lambda / 4 = 0. 7 0 \text{ mm}$ であり、幅の広い線路部の幅は 1. 5 mm、幅の狭い線路部の幅は 0. 2 mm である。そして、チョーク型バイアス供給線路 6 上にはビームリードタイプのショットキーバリアダイオード 7 がはんだ付けにて実装されており、フェライト円板 2 の端からショットキーバリアダイオード 7 までの距離は 5. 7 mm であり、モードサプレッサ 1 b の管内波長の 1 波長（7 6. 5 GHz のモードサプレッサ内の管内波長は 5. 8 mm）とほぼ同じとなっている。

【 0 0 6 4 】

上記構成のパルス変調器について、スペクトラムアナライザを用いて75～80GHzの高周波帯域で、ショットキーバリアダイオード7に順方向にバイアスをかけた場合（高周波信号は吸収されて出力されないのでオフ状態）と逆方向にバイアス電圧をかけた場合（高周波信号は反射してサーキュレータを介して出力されるのでオン状態）の高周波信号の透過特性を測定した結果を図5に示す。

【 0 0 6 5 】

本実施例は76.5GHz±0.5GHzを目的の周波数としており、図5より上記の周波数帯域でのオン時の透過特性は-1～-2dB程度と非常に損失が小さかった。また、オン時とオフ時のアイソレーション特性は上記の周波数帯域の全域にわたって-18dB以上であり、最も高い部分では-30dB程度と非常に良好な特性である。さらに、この最もアイソレーション特性が高い部分の周波数は、所望の76.5GHzであり、この周波数において整合が最もとれており、効率良く高周波信号がショットキーバリアダイオード7で吸収されていることがわかる。

【 0 0 6 6 】

【発明の効果】

本発明のパルス変調器は、平行平板導体の内面に互いに対向させて設置された2枚のフェライト板と、2枚のフェライト板に対して略放射状に複数配置された、LSMモードの電磁波を伝送するとともにLSEモードの電磁波を遮断する誘電体線路から成るモードサプレッサと、モードサプレッサの一方の端面に設置された、誘電体線路と異なる比誘電率を有するインピーダンス整合部材とから成るサーキュレータが設けられており、誘電体配線基板上のチョーク型バイアス供給線路の中途にショットキーバリアダイオードを接続したパルス変調用スイッチを、モードサプレッサの他方の端面に、ショットキーバリアダイオードのバイアス電圧印加方向がLSMモードの電磁波の電界方向に合致するように設置したパルス変調器において、フェライト板の端からショットキーバリアダイオードまでの距離が略 $n\lambda/2$ （ n は1以上の整数、 λ は高周波信号の波長）であることにより、インピーダンス整合をとることが容易にできるため、従来のような空隙や誘

電体シートが不要となり、部品点数が削減され、生産性が大きく向上する。

【 0 0 6 7 】

また、従来のようにモードサプレッサとショットキーバリアダイオードの間に空隙がないため位置決めが大幅に容易になり、再現性よく安定して製造ができるため、量産性が大幅に向上する。

【 0 0 6 8 】

また、本発明のミリ波送受信器は、本発明のパルス変調器を用いることにより、ミリ波信号のパルス変調によるアイソレーション特性が改善され、従ってミリ波レーダー等に適用した場合受信信号のノイズが低減し探知距離が増大し、ミリ波信号の伝送特性に優れ、ミリ波レーダーの探知距離をさらに増大し得るものとなる。また、本発明の送信アンテナと受信アンテナが独立したミリ波送受信器は、本発明のパルス変調器を用いることにより、ミリ波信号のパルス変調によるアイソレーション特性が改善され、また送信用のミリ波信号がサーキュレータを介してミキサーへ混入することがなく、その結果受信信号のノイズが低減し探知距離が増大するものであって、ミリ波レーダーの探知距離をさらに増大し得るものとなる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

(a) は本発明の N R D ガイド用のパルス変調器の一実施形態の斜視図、(b) はパルス変調器を上方から見たときの平面図である。

【図 2】

ショットキーバリアダイオードを設けた誘電体配線基板の平面図である。

【図 3】

N R D ガイドの基本構成を示し、内部を一部透視したものの斜視図である。

【図 4】

(a) は従来の N R D ガイド用のパルス変調器の斜視図、(b) はパルス変調器を上方から見たときの平面図である。

【図 5】

本発明のパルス変調器について高周波信号の透過特性を測定した結果のグラフである。

【図 6】

本発明のミリ波レーダーモジュールの一実施形態の平面図である。

【図 7】

本発明のミリ波レーダーモジュールの他の実施形態の平面図である。

【図 8】

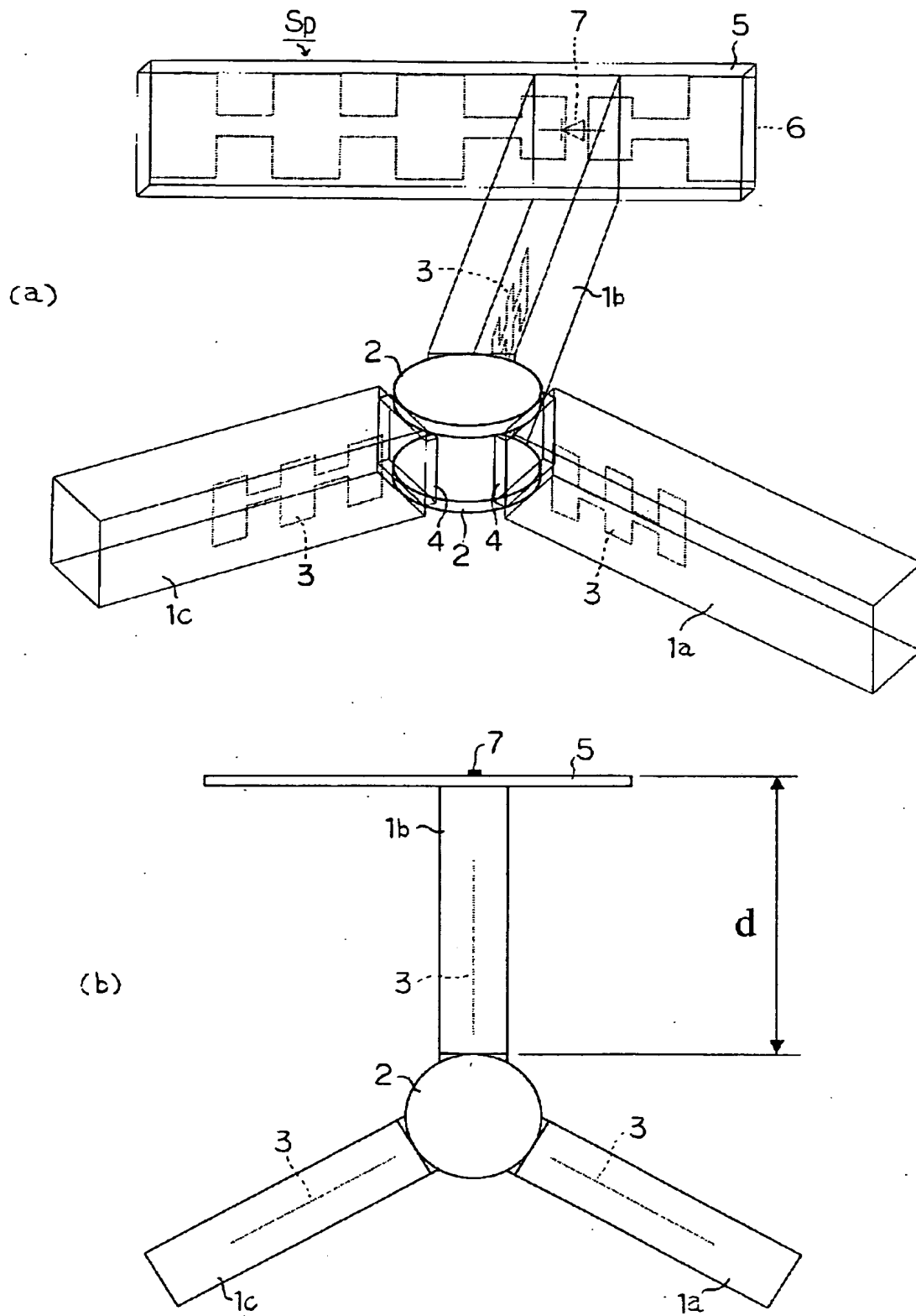
本発明のミリ波レーダーモジュール用のミリ波信号発振部の斜視図である。

【符号の説明】

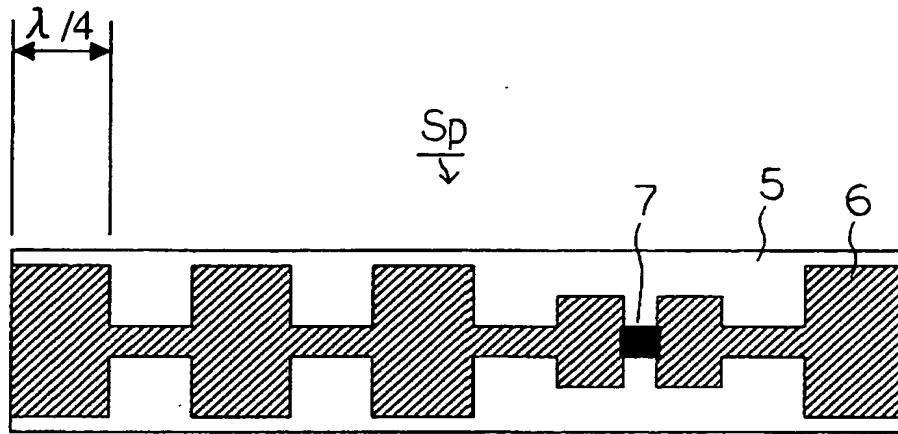
- 1 a, 1 b, 1 c : モードサプレッサ
- 2 : フェライト円板
- 3 : ストリップ線路導体
- 4 : インピーダンス整合部材
- 5 : 誘電体配線基板
- 6 : チョーク型バイアス供給線路
- 7 : ショットキーバリアダイオード

【書類名】 図面

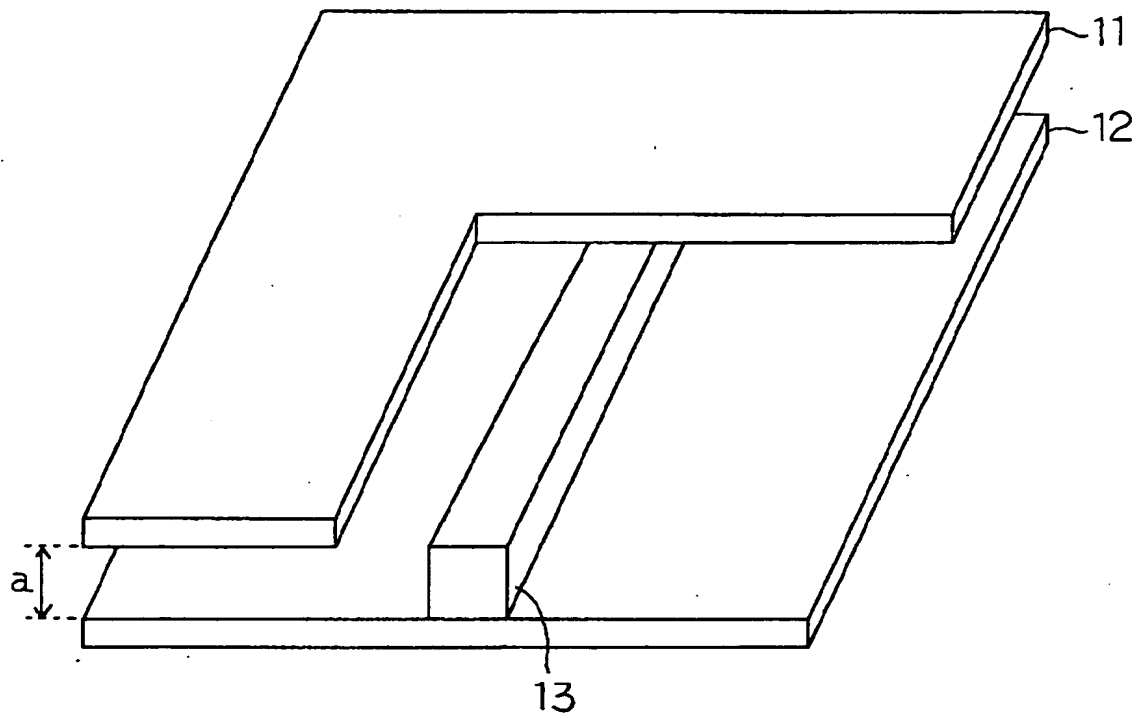
【図 1】



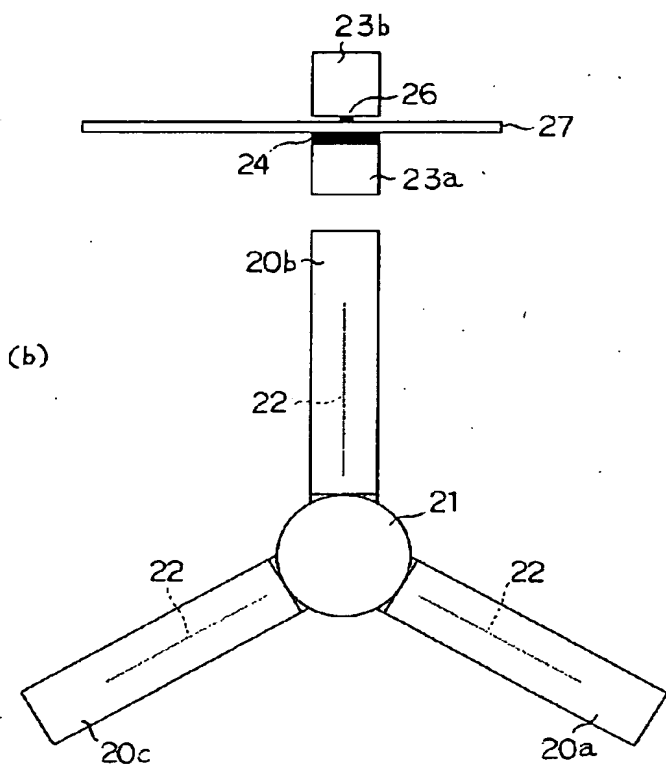
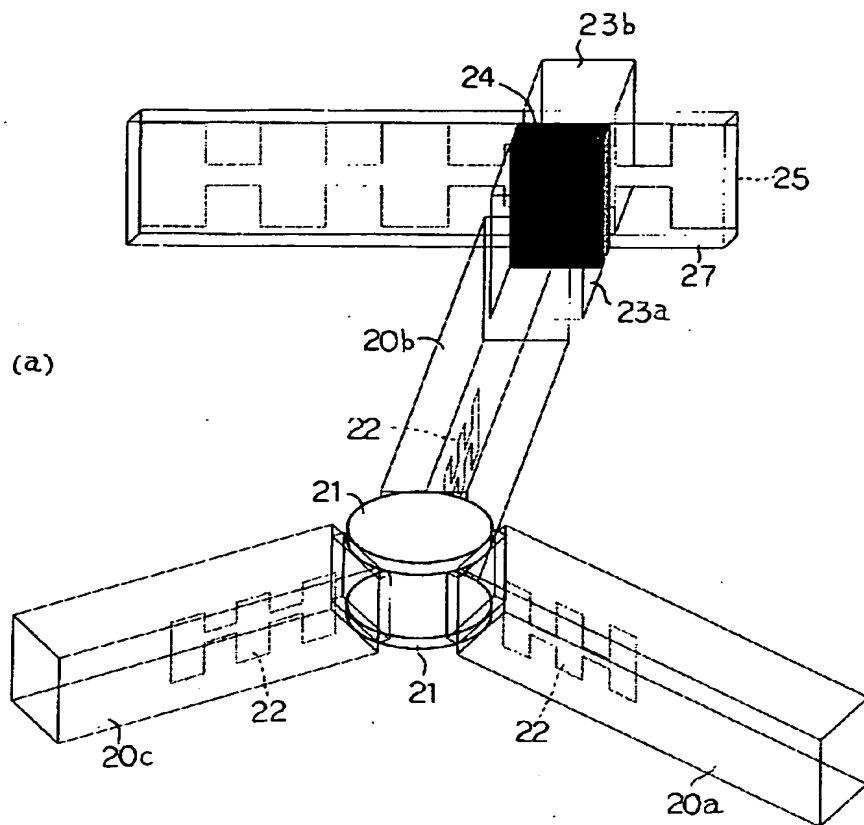
【図 2】



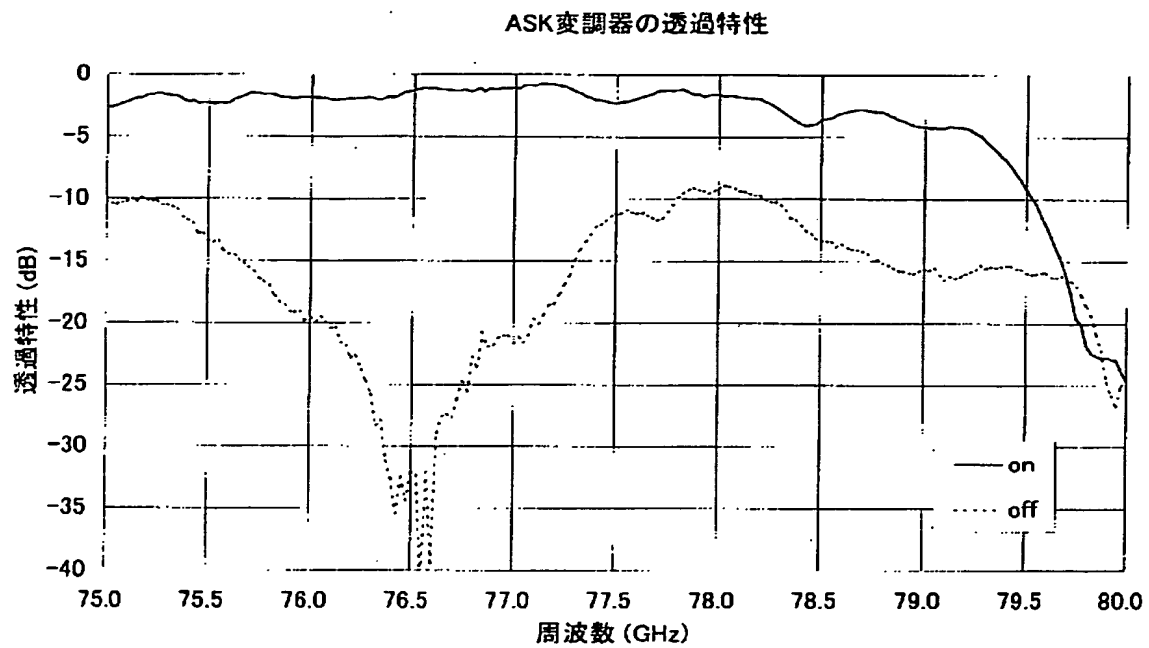
【図 3】



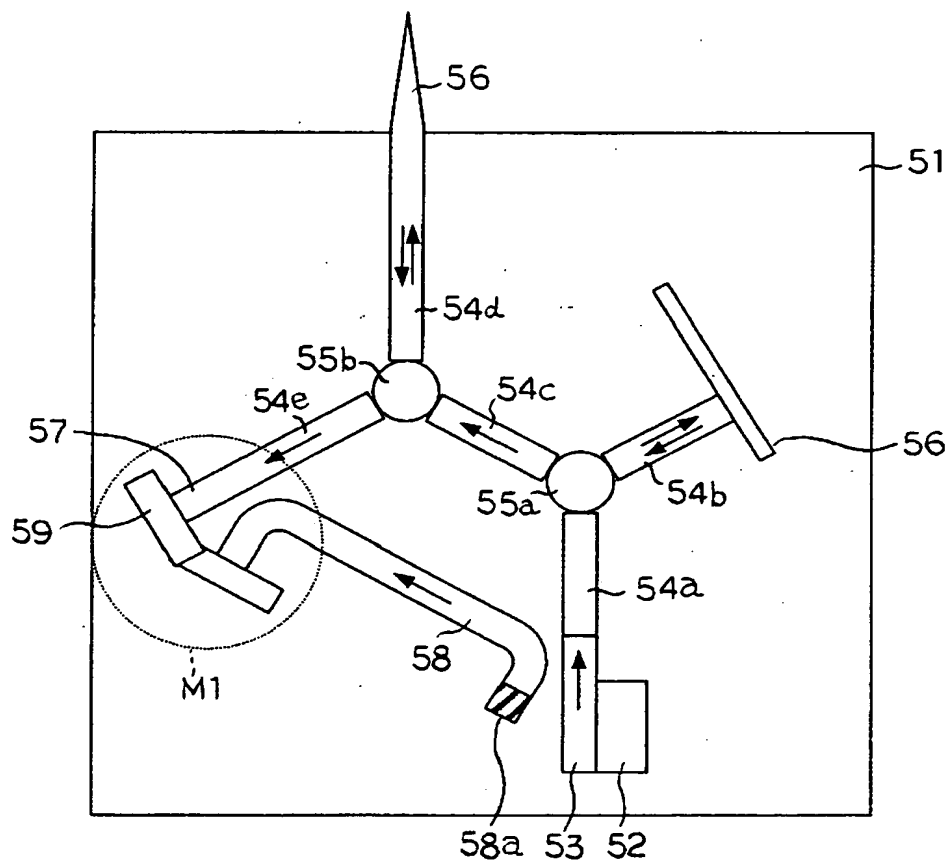
【図 4】



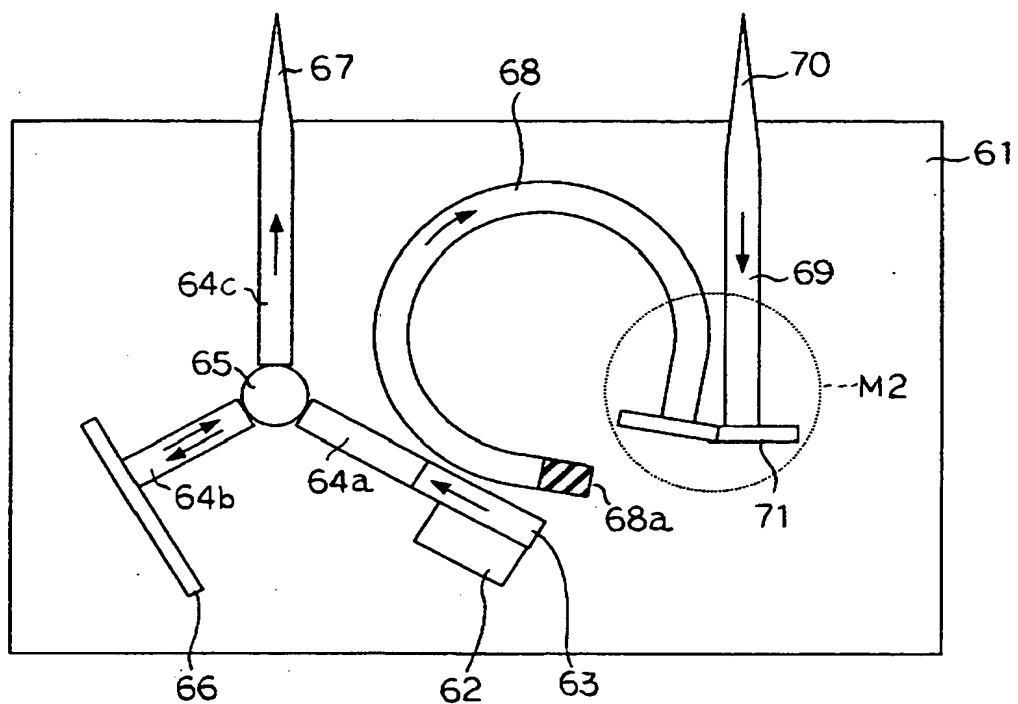
【図 5】



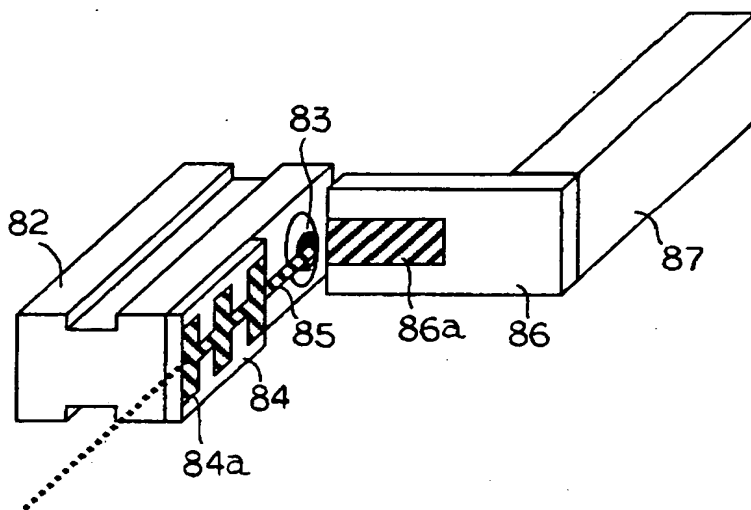
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 所望の周波数で A S K 変調を行うためのインピーダンス整合が容易かつ再現性よく行え、また製造が容易化されて量産性に優れたものすること。

【解決手段】 平行平板導体の内面に対向設置された 2 枚のフェライト円板 2 に略放射状に複数配置された、L S M モードの電磁波を伝送し L S E モードの電磁波を遮断するモードサプレッサ 1 a ～ 1 c と、モードサプレッサ 1 a ～ 1 c の一方の端面に設置されたインピーダンス整合部材 4 とから成るサーキュレータが設けられ、ショットキーバリアダイオード 7 を有するパルス変調用スイッチ S p を、モードサプレッサ 1 b の他方の端面に、ショットキーバリアダイオード 7 のバイアス電圧印加方向が L S M モードの電磁波の電界方向に合致するように設置しており、フェライト円板 2 の端からショットキーバリアダイオード 7 までの距離が略 $n \lambda / 2$ (n は 1 以上の整数、 λ は高周波信号の波長) である。

【選択図】 図 1

認 定 ・ 付 加 情 報

特許出願の番号	特願 2 0 0 1 - 0 2 2 7 1 1
受付番号	5 0 1 0 0 1 3 1 3 3 2
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0 0 9 6
作成日	平成 1 3 年 2 月 1 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】	平成13年 1月31日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000006633]

1. 変更年月日	1998年 8月21日
[変更理由]	住所変更
住 所	京都府京都市伏見区竹田鳥羽殿町6番地
氏 名	京セラ株式会社